

УПРАВЛЕНИЕ ЛУЧОМ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК БЕЗ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ

Чмельов В. О. к. т. н., доцент

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна

Построение современных радиолокационных систем (РЛС) требует создания фазированных антенных (ФАР) решеток с электронным управлением лучом с широким углом сканирования и коэффициентом усиления антенны порядка 30 дБ, а это приводит к увеличению количества элементов ФАР до нескольких тысяч. Соответственно, при использовании классической схемы построения ФАР, потребуется подобное количество фазовращателей для формирования фронта волны, который должна излучать антенна.

Применение традиционной схемы управления лучом с помощью фазовращателей рис. 1 приводит к усложнению системы, повышению ее стоимости, и снижает надежность работы прямопропорционально с увеличением числа элементов ФАР [1].

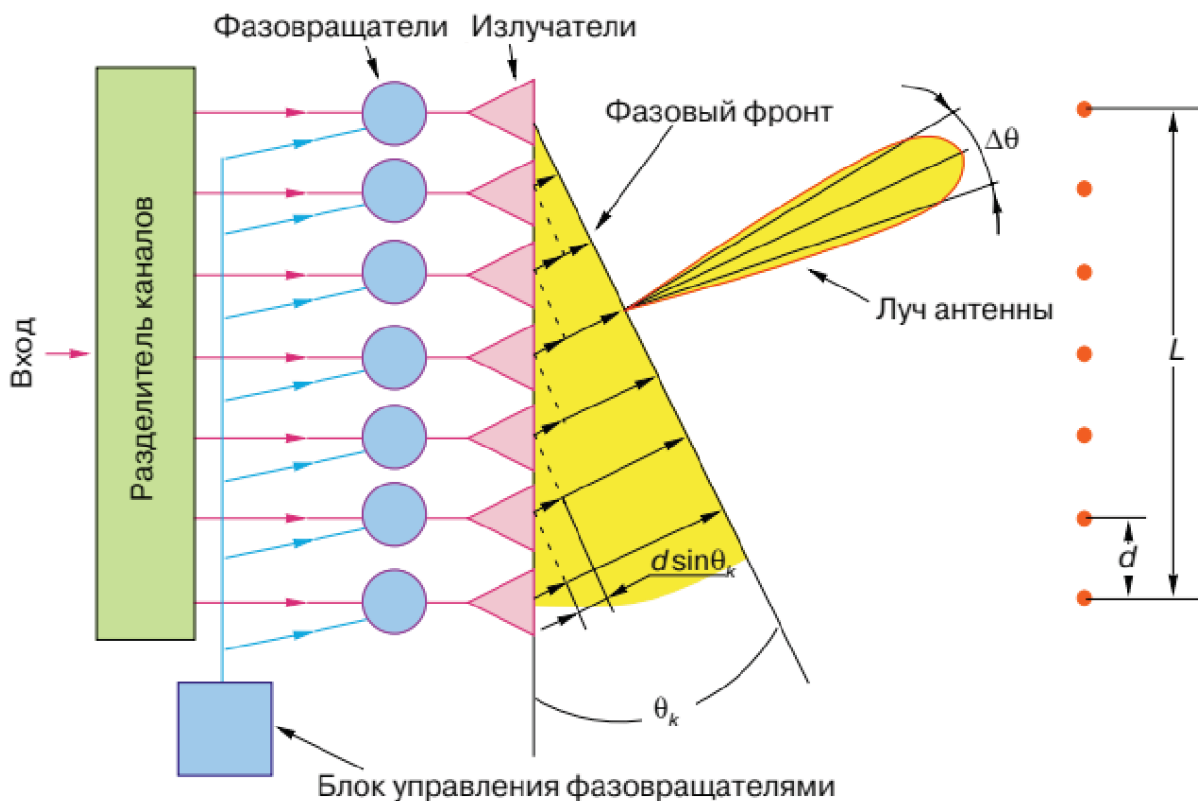


Рисунок 1. ФАР с электронным управлением луча антенны

Для решения указанной проблемы предлагается использовать цифровые активные фазированные антенные решетки (ЦАФАР), в которых формирование фронта волны выполняется цифровым процессором управления лучом. В цифровом процессоре осуществляется преобразование сигналов на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ) и его свойства — сдвиг

дискретного сигнала и спектра во времени [2, с. 482]. Если, последовательности отсчетов сигнала $s(n)$ на конечном интервале времени $T = N\tau_d$ (τ_d — время дискретизации, N — количество отсчетов сигнала) соответствует ДПФ

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk},$$

где, $k = 0 \dots N-1$, $n = 0 \dots N-1$, то задержанному сигналу $s(n + m)$ будет соответствовать, при замене переменных $n + \beta = r$, $n = r - \beta$

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} s(n + \beta) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} = \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} s(r) e^{-j\frac{2\pi}{N}(r-\beta)k} = \\ &= \sum_{r=0}^{N-1} s(r) e^{-j\frac{2\pi}{N}rk} e^{j\frac{2\pi}{N}\beta k} = X(k) e^{j\frac{2\pi}{N}\beta k} \end{aligned}$$

дискретный спектр со спектральными составляющими $X(k) e^{j\frac{2\pi}{N}k\beta}$. Таким образом, сдвиг дискретного сигнала во времени на m интервалов приводит к изменению фазо-частотной характеристики ДПФ на величину $\frac{2\pi}{N}k\beta$ в со-

ответствии теоремы запаздывания [2], а амплитудно-частотный спектр остается неизменный. Можно показать и обратное [2, с. 44], если всем составляющие спектра сигнала дать фазовый сдвиг, то сигнал сдвигается во времени на соответствующую величину. Запишем обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ)

$$s(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\frac{2\pi}{N}nk}$$

Если, каждую спектральную составляющую помножить на фазосдвигающий коэффициент $e^{-j\frac{2\pi}{N}\beta k}$, и ввести новые переменные $n - \beta = d$, $n = d + \beta$ то

$$\begin{aligned} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left(X(k) e^{-j\frac{2\pi}{N}\beta k} \right) e^{j\frac{2\pi}{N}nk} &= \\ = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\frac{2\pi}{N}k(n-\beta)} &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\frac{2\pi}{N}kd} = s(n - \beta). \end{aligned}$$

Кроме этого, при сдвиге спектральных составляющих сигнала $X(k - \beta)$, после ОДПФ и замены переменных $k - \beta = d$, $k = d + \beta$, получим

$$\begin{aligned} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k - \beta) e^{j \frac{2\pi}{N} nk} &= \\ &= \frac{1}{N} \sum_{d=0}^{N-1} X(d) e^{j \frac{2\pi}{N} n(d+\beta)} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{d=0}^{N-1} X(d) e^{j \frac{2\pi}{N} nd} e^{j \frac{2\pi}{N} n\beta} = \\ &= s(n) e^{j \frac{2\pi}{N} n\beta} \end{aligned}$$

Дискретные составляющие сигнала умножены на фазосдвигающий коэффициент $e^{j \frac{2\pi}{N} \beta k}$.

Использование свойств ДПФ и ОДПФ позволяет осуществлять фазовый сдвиг сигнала путем внесения соответствующего множителя в его дискретный спектр, и осуществлять электронное управления лучом ЦАФАР без использования специальных устройств изменения фазы сигналов в элементах ФАР. Реализация указанного подхода предусматривает обязательное использование квадратурных каналов обработки при передаче и приёме сигналов.

Перелік посилань

1. Вендик О. Г. Фазированная антенная решетка — глаза радиотехнической системы/ О. Г. Вендик // Соросовский образовательный журнал №2 1997. — С.115–120.
2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. / И. С. Гоноровский — М.: «Сов. радио». 1977. — 608с.

Анотація

Запропоновано підхід до синтезу цифрових антенних решіток без застосування спеціальних пристроїв зміни фази сигналів. Застосовані властивості дискретного перетворення Фур'є.

Ключові слова: ФАР, ЦАФАР, ДПФ, пристрої зміни фаз.

Аннотация

Предложен подход к синтезу цифровых антенных без использования специальных устройств изменения фазы сигналов. Применены свойства дискретного преобразования Фурье.

Ключевые слова: ФАР, ЦАФАР, ДПФ, устройства изменения фазы.

Abstract

An approach to the synthesis of digital antennas without the use of special devices for changing the phase of signals is proposed. The properties of the discrete Fourier transform are applied.

Keywords: electronically scanned array, AESA, DFT, phase change devices.